

ENSEMBLE MODEM STRUCTURE FOR IMPERFECT TRANSMISSION MEDIA**Publication number:** JP62502932T**Publication date:** 1987-11-19**Inventor:****Applicant:****Classification:**

- international: H04M11/00; H04B3/04; H04J1/00; H04J11/00; H04L1/00;
H04L1/20; H04L5/16; H04L27/26; H04L27/34; H04M11/00;
H04B3/04; H04J1/00; H04J11/00; H04L1/00; H04L1/20;
H04L5/16; H04L27/26; H04L27/34; (IPC1-7): H04B3/04;
H04L1/00; H04L11/02; H04L27/00; H04M11/00

- European: H04L1/00A1M; H04L1/20M; H04L5/16; H04L27/26M1P

Application number: JP19860502770T 19860505**Priority number(s):** US19850736200 19850520**Also published as:**

WO8607223 (A)
EP0224556 (A)
US4679227 (A)
MX164557 (A)
ES8801072 (A)

more >>

Report a data error here

Abstract not available for JP62502932T

Abstract of corresponding document: **WO8607223**

A high speed modem (26) that transmits and receives digital data on an ensemble of carrier frequencies spanning the usable band of a dial-up telephone line (48). The modem includes a system (30, 32, 34, 36, 40, 43, 44) for variably allocating data and power among the carriers to compensate for equivalent noise and to maximize the data rate. Additionally, systems for eliminating the need for an equalization network, for adaptively allocating control of a channel, and for tracking variations in line parameters are disclosed.

Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide

⑫ 公表特許公報(A)

昭62-502932

⑬ 公表 昭和62年(1987)11月19日

⑭ Int. Cl.⁴ 識別記号 庁内整理番号
 H 04 M 11/00 3 0 2 8020-5K
 H 04 B 3/04 A-7323-5K
 H 04 L 1/00 E-8732-5K
 11/02 D-7117-5K
 27/00 E-8226-5K

審査請求 未請求

予備審査請求 未請求

部門(区分) 7(3)

(全14頁)

⑮ 発明の名称 不完全な送信媒体のための総体的なモデム構造体

⑯ 特 願 昭61-502770

⑰ 出 願 昭61(1986)5月5日

⑱ 翻訳文提出日 昭62(1987)1月20日

⑲ 国際出願 PCT/US86/00983

⑳ 国際公開番号 WO86/07223

㉑ 国際公開日 昭61(1986)12月4日

優先権主張 ㉒ 1985年5月20日 ㉓ 米国(US) ㉔ 736200

㉕ 発 明 者 ヒューハートツグス グーク アメリカ合衆国 95037 カリフォルニア モーガンヒル ローリ
 ングヒルス ドライブ 2220

㉖ 出 願 人 テレビット コーポレイション アメリカ合衆国 95014 カリフォルニア クバーティノ パプロ
 ード 10440

㉗ 代 理 人 弁理士 鈴木 弘男

㉘ 指 定 国 AT(広域特許), AU, BE(広域特許), BR, CH(広域特許), DE(広域特許), DK, FR(広域特許), GB
 (広域特許), IT(広域特許), JP, KR, LU(広域特許), NL(広域特許), NO, SE(広域特許)

請求の範囲

1. 電話線を介してデータを送信し、搬送波周波数全体にデータエレメントをエンコードする形式の高速モデムにおいて、搬送波周波数にデータ及び電力を割り当てる方法が、

上記搬送波周波数全体に含まれた各々の搬送波周波数に対して等化ノイズ成分を決定し、

各搬送波におけるデータエレメントの複雑さを、0とNとの間の整数をnとすれば、n個の情報単位からn+1個の情報単位まで増加するに要する余分な電力を決定し、

上記搬送波周波数全体に含まれた全ての搬送波の余分な電力を次第に電力が増加する順に順序付けし、

この順序付けされた余分な電力に次第に電力が増加する順序で利用可能な電力を割り当て、

利用可能な電力が尽きる点の値MP(max)を決定しそして

割り当てられる電力がその搬送波に対する上記MP(max)に等しいか又はそれより小さい全ての余分な電力の和に等しくなり且つ割り当てられるデータ単位の数に上記MP(max)に等しいか又はそれより小さい当該搬送波のための余分な電力の数に等しくなるように各搬送波周波数に電力及びデータを割り当てるという段階を具備することと特徴とする方法。

2. 上記の順序付け段階は、

任意の余分な電力レベルのテーブルを用意し、そして

各々の決定された余分な電力レベルの値を上記任意の余分な電力レベルのテーブルの値の1つへと丸めて計算の複雑さを減少させるという段階を備えた請求の範囲第1項に記載の方法。

3. 等化ノイズを決定する上記の段階は、

電話線で相互接続されたモデムA及びBを用意し、

上記モデムAとBとの間に通信リンクを確立し、

上記モデムA及びBにおける非送信時間インターバル中にラインノイズデータを累積し、

少なくとも第1の周波数搬送波全体を上記モデムAからBへと送信し、各搬送波の振幅は所定の値を有するものであり、

上記第1の周波数搬送波全体をモデムBで受信し、

モデムBで受信した各搬送波の振幅を測定し、

モデムBで測定した振幅を上記所定の振幅と比較して、各搬送波周波数における信号ロス(dB)を決定し、

上記累積したノイズの各搬送波周波数における成分の値(dB)を決定し、そして

各搬送波周波数における信号ロスを各搬送波周波数におけるノイズ成分に加算して等化ノイズを決定するという段階を備えている請求の範囲第2項に記載の方法。

4. V F 電話線を経て信号を送信する形式の高速モデムにおいて、

入力デジタルデータ流を受け取ってこの入力デジタルデータを記憶する手段と、

上記入力デジタルデータをエンコードするように変調された全搬送波を形成する手段であって、各搬送波に種々の複雑さのデータエレメントがエンコードされるようにする手段と、

各搬送波についてV F 電話線の信号ロス及びノイズロスを測定する手段と、

測定された信号ロス及びノイズレベルを補償するように、各搬送波にエンコードされたデータエレメントの複雑さと各搬送波に割り当てられた電力の量とを定める手段とを具備することを特徴とする高速モデム。

5. 種々の周波数の搬送波全体にデータエレメントをエンコードする形式の高速モデムにおいて、

デジタル電子プロセッサと、

デジタル電子メモリと、

上記プロセッサと上記メモリを接続するバス手段と、

上記デジタル電子プロセッサに関連して、上記搬送波周波数全体に含まれた各々の搬送波周波数に対して等化ノイズ成分を決定し、各搬送波におけるデータエレメントの複雑さを、0とNとの間の整数をnとすれば、n個の情報単位からn+1個の情報単位まで増加するに要する余分な電力を決定し、上記搬送波周波数全体に含まれた全ての搬送波の余分な電力を次第に電力が増加する順に順序付けし、この順序付けされた余分な電力に次第に電力が増加する順序で利用可能な電力を割り当て、利用可能な電力が尽きる点の値 $MP(max)$ を決定しそして割り当てられる電力がその搬送波に対する上記 $MP(max)$ に等しいか又はそれより小さい全ての余分な電力の和に等しくなり且つ割り当てられるデータ単位の数が上記 $MP(max)$ に等しいか又はそれより小さい当該搬送波のための余分な電力の数に等しくなるように各搬送波周波数に電力及びデータを割り当てるための手段とを具備することを特徴とする高速モデム。

6. 搬送波周波数のQAM全体より成る形式のデータをVF

上記追従領域を対称的に配置された象限であるように選択するという段階を備えている請求の範囲第7項に記載の方法。

9. 送信リンクによって接続された2つのモデム(A及びB)を備え、各モデムが送信すべきデータを記憶する入力バッファを有しているような形式の通信システムにおいて、送信リンクの制御権をモデムAとBとの間で割り当てる方法が、

送信リンクの制御権をモデムAに割り当て、

モデムAの入力バッファに記憶されたデータの量を決定し、

モデムAの入力バッファに記憶されたデータの量を送信するに必要なデータのバケット数Kを決定し、

モデムAからモデムBへL個のデータバケットを送信し、ここで、Lは、KがIAより小さければIAに等しく、KがIAに等しいか又はそれより大きければKに等しくそしてKがNAより大きければNAに等しく、IAは、送信されるバケットの最小数でありそしてNAは、その最大数であり、

送信リンクの制御権をモデムBに指定し、

モデムBの入力バッファのデータ量を決定し、

モデムBの入力バッファに記憶されたデータ量を送信するに必要なデータのバケット数Jを決定し、

モデムBからモデムAへM個のデータバケットを送信し、ここで、Mは、JがIBより小さければIBに等しく、JがIBに等しいか又はそれより大きければJに等しくそしてJがNBより大きければNBに等しく、IBは、送信されるバケットの最小数でありそしてNBは、その最大数であり、

これにより、モデムAとBとの間の制御権の割り当ては、モ

デムA及びBの入力バッファに記憶されたデータの量に基づいたものとなることを特徴とする方法。

10. 電話線を介してデータを送信し、搬送波周波数全体にデータエレメントをエンコードする形式の高速モデムにおいて、

搬送波周波数にデータ及び電力を割り当てるシステムが、

上記搬送波周波数全体に含まれた各々の搬送波周波数に対して等化ノイズ成分を決定する手段と、

各搬送波におけるデータエレメントの複雑さを、0とNとの間の整数をnとすれば、n個の情報単位からn+1個の情報単位まで増加するに要する余分な電力を決定する手段と、

上記搬送波周波数全体に含まれた全ての搬送波の余分な電力を次第に電力が増加する順に順序付けする手段と、

この順序付けされた余分な電力に次第に電力が増加する順序で利用可能な電力を割り当てる手段と、

利用可能な電力が尽きる点の値 $MP(max)$ を決定する手段と、

割り当てられる電力がその搬送波に対する上記 $MP(max)$ に等しいか又はそれより小さい全ての余分な電力の和に等しくなり且つ割り当てられるデータ単位の数が上記 $MP(max)$ に等しいか又はそれより小さい当該搬送波のための余分な電力の数に等しくなるように各搬送波周波数に電力及びデータを割り当てる手段とを具備したことを特徴とするシステム。

11. 上記の順序付け手段は、

任意の余分な電力レベルのテーブルを形成する手段と、

各々の決定された余分な電力レベルの値を上記任意の余分な

電力レベルのテーブルの値の1つへと丸めて計算の複雑さを減少させ手段とを具備する請求の範囲第10項に記載のシステム。

12. モデムA及びBが電話線によって接続され、等化ノイズを決定する上記の手段は、

上記モデムAとBとの間に通信リンクを確立する手段と、

上記モデムA及びBにおける非送信時間インターバル中にラインノイズデータを累積する手段と、

第1の周波数搬送波全体を上記モデムAからBへと送信する手段とを具備し、各搬送波の振幅は所定の値を有するものであり、

更に、上記第1の周波数搬送波全体をモデムBで受信する手段と、

モデムBで受信した各搬送波の振幅を測定する手段と、

モデムBで測定した振幅を上記所定の振幅と比較して、各搬送波周波数における信号ロス(dB)を決定する手段と、

上記累積したノイズの各搬送波周波数における成分の値(dB)を決定する手段と、

各搬送波周波数における信号ロスを各搬送波周波数におけるノイズ成分に加算して等化ノイズを決定する手段とを具備する請求の範囲第11項に記載のシステム。

13. 搬送波周波数のQAM全体より成る形式のデータをV.F.電話線を経て送信する高速モデムで、送信の前にシステムパラメータの大きさを測定するような形式の高速モデムにおいて、データの受信中に上記システムパラメータの大きさのずれに追従するシステムが、

複数の搬送波周波数に対してQAM座標を形成する手段と、

を有しているような形式の通信システムにおいて、送信リンクの制御権をモデムAとBとの間で割り当てるシステムが、

送信リンクの制御権をモデムAに割り当てる手段と、

モデムAの入力バッファに記憶されたデータの量を送信するに必要なデータのバケット数Kを決定する手段と、

モデムAからモデムBへL個のデータバケットを送信する手段とを具備し、ここで、Lは、KがIAより小さく然もNAより小さければIAに等しく、KがIAに等しいか又はそれより大きければKに等しくそしてKがNAより大きければNAに等しく、IAは、送信されるバケットの最小数でありそしてNAは、その最大数であり、

更に、送信リンクの制御権をモデムBに指定する手段と、

モデムBの入力バッファのデータ量を決定する手段と、

モデムBの入力バッファに記憶されたデータ量を送信するに必要なデータのバケット数Jを決定する手段と、

モデムBからモデムAへM個のデータバケットを送信する手段とを具備し、ここで、Mは、JがIBより小さくすればIBに等しく、JがIBに等しいか又はそれより大きく然もNBより小さくすればJに等しくそしてJがNBより大きければNBに等しく、IBは、送信されるバケットの最小数でありそしてNBは、その最大数であり、

これにより、モデムAとBとの間の制御権の割り当ては、モデムA及びBの入力バッファに記憶されたデータの量に基づいたものとなることを特徴とするシステム。

17. 送信リンクによって接続された2つのモデム(A及び

複数の第1領域を備えていて、上記座標の1つの点が各々の第1領域内に配置されるような複調テンプレートを上記複数の搬送波周波数の1つに対して構成する手段と、

各々の第1領域に第1及び第2の追従領域が配置された1組の追従領域を形成する手段と、

上記1組の第1及び第2追従領域に配置された復調点を有するように上記搬送波全体を復調する手段と、

上記1組の第1追従領域に配置された点の数と、上記1組の第2追従領域に配置された点の数とをカウントする手段と、

上記1組の第1追従領域に配置されたカウントの数と上記第2追従領域に配置されたカウントの数との差を決定してエラー特性を構成する手段と、

上記エラー特性を用いて、データの受信中に上記信号パラメータの大きさを調整する手段とを具備することを特徴とするシステム。

14. 複調テンプレートを構成する上記手段は、上記第1領域を、上記座標点を中心とする方形の形状に限定する手段を備えている請求の範囲第13項に記載のシステム。

15. 上記追従領域を形成する手段は、

上記方形を無限に分割する手段と、

上記追従領域を対称的に配置された象限であるように選択するという手段とを備えている請求の範囲第13項に記載のシステム。

16. 送信リンクによって接続された2つのモデム(A及びB)を備え、各モデムが送信すべきデータを記憶する入力バッファ

B)を備え、各モデムは送信すべきデータを記憶する入力バッファを有し、各モデムは電話線を経てデータを送信しそして各モデムは搬送波周波数全体にデータエレメントをエンコードする形式のものであるような高速モデム通信システムにおいて、搬送波周波数に電力及びデータを効率的に割り当て、位相遅延の最大推定値をTPHとすれば、周波数に依存するこの位相遅延を補償し、符号間の干渉を防止し、送信リンクの制御権をモデムAとモデムBとの間で割り当てそしてサンプリング周波数の逆数に等しい所与の時間サンプルオフセットを有するサンプリングインターバルを開始するように上記モデムを動作させる方法が、

上記搬送波周波数全体に含まれた各々の搬送波周波数に対して等化ノイズ成分を決定し、

各搬送波におけるデータエレメントの複雑さを、0とNとの間の整数をnとすれば、n個の情報単位からn+1個の情報単位まで増加するに要する余分な電力を決定し、

上記搬送波周波数全体に含まれた全ての搬送波の余分な電力を次第に電力が増加する順に順序付けし、

この順序付けされた余分な電力に次第に電力が増加する順序で利用可能な電力を割り当て、

利用可能な電力が尽きる点の値MP(max)を決定し、

割り当てられる電力がその搬送波に対する上記MP(max)に等しいか又はそれより小さい全ての余分な電力の和に等しくなり且つ割り当てられるデータ単位の数が上記MP(max)に等しいか又はそれより小さい当該搬送波のための余分な電力の数に等しくなるように各搬送波周波数に電力及びデータを割り当て、

上記搬送波周波数の1つにエンコードされた記号を送信し、この記号は、所定の時間 T_s を有しており、

上記記号の第1のTPH秒を再送信して、市TE+TPHの送信波形を形成し、

送信リンクの制御権をモデムAに割り当て、

モデムAの入力バッファに記憶されたデータの量を決定し、

モデムAの入力バッファに記憶されたデータの量を送信するに必要なデータの packets 数 K を決定し、

モデムAからモデムBへL個のデータパケットを送信し、ここで、Lは、 K がIAより小さければIAに等しく、 K がIAに等しいか又はそれより大きければ K に等しくそして K がNAより大きければNAに等しく、IAは、送信されるパケットの最小数でありそしてNAは、その最大数であり、

送信リンクの制御権をモデムBに指定し、

モデムBの入力バッファのデータ量を決定し、

モデムBの入力バッファに記憶されたデータ量を送信するに必要なデータの packets 数 J を決定し、

モデムBからモデムAへM個のデータパケットを送信し、ここで、Mは、 J がIBより小さければIBに等しく、 J がIBに等しいか又はそれより大きければ J に等しくそして J がNBより大きければNBに等しく、IBは、送信されるパケットの最小数でありそしてNBは、その最大数であり、

これにより、モデムAとBとの間の制御権の割り当ては、モデムA及びBの入力バッファに記憶されたデータの量に基づいたものとなり、

明 細 書

不完全な送信媒体のための総体的なモデム構造体

発明の背景

技術分野

本発明は、一般に、データ通信の分野に関するもので、より詳細には、高速モデムに関する。

従来技術

最近、デジタルデータを直接送信するための特殊設計の電話線が導入されている。しかしながら、膨大な量の電話線はアナログの音声周波数(VF)信号を搬送するように設計されている。モデムは、VF搬送波信号を復調してデジタル情報をVF搬送波信号にエンコードしそしてこれらの信号を復調してこの信号によって保持されたデジタル情報をデコードするのに用いられている。

既存のVF電話線は、モデムの性能を低下すると共に、所望のエラー率以下でデータを送信することのできる速度を制限するような多数の制約がある。これらの制約には、周波数に依存するノイズがVF電話線に存在することや、VF電話線によって周波数に依存する位相遅延が挿入されることや、周波数に依存する信号ロスがあることが含まれる。

一般に、VF電話線の使用可能な帯域は、ゼロより若干上から約4KHzまでである。電話線ノイズの電力スペクトルは、周波数にわたって均一に分布されず、一般的に不定なものである。従って、これまで、VF電話線の使用可能な帯域にわたるノイズスペクトルの分布を測定する方法は皆無である。

更に、周波数に依存する伝播遅延がVF電話線によって誘起

f_1 及び f_2 の第1及び第2の周波数成分を含むアナログ波形をモデムAに発生し、

時間TAにモデムAからモデムBに上記波形を送信し、

上記第1及び第2周波数成分の位相を、時間TAにおけるこれらの相対的な位相差が約0°に等しくなるように調整し、

周波数 f_1 のエネルギーをモデムBにおいて検出して、上記波形がモデムBに到達する推定時間TESTを決定し、

時間TESTにおいて上記第1と第2の周波数成分間の相対的な位相差をモデムBで決定し、

上記第1及び第2の搬送波の相対的な位相が0から上記相対的な位相差まで変化するに必要なサンプリング時間オフセットの数NIを計算し、そして

上記TESTの大きさをNIのサンプリングインターバルだけ変換させて、正確な時間基準Toを得るという段階を具備することと特徴とする方法。

される。従って、複雑な多周波数信号の場合は、VF電話線により信号の種々の成分間に位相遅延が誘起される。この位相遅延も不定なものであり、送信が行なわれる特定の時間に個々のVF電話線について測定しなければならない。

更に、VF電話線の信号ロスは周波数と共に変化する。等価ノイズは、各搬送波周波数に対して信号ロス成分に追加されるノイズスペクトル成分であり、両成分は、デジベル(dB)で測定される。

一般に、公知のモデムは、満足なエラー率を得るようにデータ速度をダウン方向にシフトすることによって等価ラインノイズ及び信号ロスを補償している。例えば、バラン(Baran)氏の米国特許第4,438,511号には、ガンダルフ・データ・インク(Gandalf Data, Inc.)によって製造されたSM9600スーパー・モデムと称する高速モデムが開示されている。ノイズ障害がある場合、このSM9600は、その送信データ速度を4800bps又は2400bpsに「ギャシフト」即ち低下させる。バラン氏の特許に開示されたシステムは、64の直交変調された搬送波によってデータを送信する。バラン氏のシステムは、ライン上の大きなノイズ成分の周波数と同じ周波数を有する搬送波の送信を終らせることにより、VFライン上のノイズの周波数依存性を補償するものである。従って、バラン氏のシステムは、VFラインノイズスペクトルの最高点の搬送波周波数で送信を終らせることによりそのスループットを僅かに低下させる。バラン氏のシステムは、本質的に、VFラインノイズスペクトルの分布に基づいて各搬送波信号のゴー/ノー・ゴー判断を行なう。本発明は、

バラン氏によって開始された努力を引き継ぐものである。

殆どの公知のシステムは、VFラインによって誘起される周波数依存性の位相遅延を等化システムによって補償するものである。最も大きな位相遅延は、使用可能な帯域の端付近の周波数成分において誘起される。従って、帯域の中心付近の周波数成分は、帯域の外側の周波数成分を補償できるように遅延される。等化を行なう場合には、一般に、上記の遅延を実行するための追加回路が必要とされる。

VF電話線を介しての両方向送信に関連した更に別の問題は、出ていく信号と入ってくる信号とで干渉を生じるおそれがあることである。一般に、2つの信号の分離及びアイソレーションは、次の3つの方法の1つで行なわれる。

(a) 別々の信号に対して別々の周波数を使用する周波数マルチプレクシング。この方法は、モデムをベースとする遠隔通信システムに通常用いられるものである。

(b) 別々の信号に対して別々の時間セグメントを使用する時間マルチプレクシング。この方法は、送信機がこれに含まれた全てのデータを送信した後のみチャンネルを放棄する半二重システムにおいてしばしば使用される。

(c) 直交コードを用いて信号を送信するコードマルチプレクシング。

上記の全てのシステムでは、利用できるスペースが、最初のシステム設計中に固定された一定の割合に基づいて分割される。しかしながら、これらの一定の割合は、各モデムに生じる実際のトラフィックロード（通信負荷）問題に適したものではない。例

レベル以下に維持すべき場合には、所与の搬送波周波数における所与の複雑さのデータエレメントを送信するに要する電力を、その周波数の等価ノイズ成分が増加した時に、増加しなければならない。同様に、データの複雑さを増加するためには、信号対雑音比、即ち、 S/N 比を増加しなければならない。

本発明の一実施例においては、外的なBER及び全利用電力の制約内で全データ率を最大にするようにデータ及び電力が割り当てられる。電力割当システムは、各搬送波における記号率を n から $n+1$ までの情報単位で増加するために余分な所要電力を計算する。次いで、システムは、記号率を1情報単位だけ増加するように最小の追加電力を必要とする搬送波に情報単位を割り当てる。余剰電力は、特に確立された送信リンクの等価ノイズスペクトルの値によって決まるので、電力及びデータの割当は、この特定のリンクについてのノイズを補償するように特に調整される。

本発明の別の特徴によれば、各搬送波における記号の第1の部分は、記号の巾をTEとし、この第1部分の巾をTPHとすれば、巾TE+TPHのガード時間波形を形成するように再送信される。TPHの大きさは、波形の周波数成分について推定される最大位相遅延に等しいか又はそれより大きい。例えば、記号が時間TE内に送信された時間シリーズ $x_0 \cdots x_{n-1}$ によって表わされる場合には、ガード時間波形が時間TE+TPH内に送信された時間シリーズ $x_0 \cdots x_{n-1}$ 、 $x_0 \cdots x_{n-1}$ によって表わされる。 m の n に対する比は、TPHのTEに対する比に等しい。

受信モデムにおいては、ガード時間波形の第1周波数成分の時間インターバル T_0 が決定される。巾TEのサンプリング周期は、

例えば、離れたホストコンピュータに接続されたPCワークステーションにいる事務員は、10又は20個の文字をタイプし、その応答として全スクリーンを受け取る。この場合、送信側モデムと受信側モデムとの間にチャンネルを等しく割り当てる一定の割合では、PCワークステーションの事務員にチャンネルを相当過剰に割り当てることになる。従って、実際のトラフィックロード状態の必要性に応じてチャンネル容量を割り当てるモデムがあれば、チャンネル容量の効率的な利用が著しく促進される。

発明の要旨

本発明は、ダイヤル式のVF電話線に使用する高速モデムに関する。このモデムは、多搬送波変調機構を使用しており、全データ送信率を最大にするようにデータ及び電力を種々の搬送波に可変に割り当てる。搬送波間での電力の割当は、割り当てる全電力が指定の限界を越えてはならないという制約を受ける。

好ましい実施例では、上記モデムは、更に、通信リンクの制御を実際のユーザ要求に応じて2つのモデム(A及びB)間で分担させる可変割当システムを備えている。

本発明の別の特徴は、周波数に依存する位相遅延を補償すると共に記号間の干渉を防止するシステムであって、等化ネットワークを必要としないようなシステムにある。

本発明の1つの特徴によれば、直交振幅変調(QAM)を用いて色々な複雑さのデータエレメントが各搬送波にエンコードされる。各搬送波周波数における等価ノイズ成分は、2つのモデム(AとB)との間の通信リンクを経て測定される。

良く知られているように、ビットエラー率(BER)を指定

時間 T_0+TPH において開始される。

従って、各搬送波周波数における全記号がサンプリングされ、記号間の干渉が除去される。

本発明の更に別の特徴によれば、モデムAとBとの間での送信リンクの制御の割当は、1つの送信サイクル中に各モデムが送信するパケットの数に対して限界をセットすることによって行なわれる。情報のパケットは、1つの波形を構成する搬送波全体においてエンコードされたデータを備えている。又、各モデムは、モデム間の通信リンクを維持するための最小数のパケットを送信するように構成される。従って、1つのモデムが送信すべきデータを有していない場合でも、最小のパケットがタイミングを維持し、他のパラメータが送信される。一方、モデムのデータ量が多い場合には、制限された最大数のパケット N のみを送信してから他のモデムへ制御権を放棄するような制約が課せられる。

実際に、モデムAが少量のデータを有しそしてモデムBが大量のデータを有する場合には、モデムBが殆どの時間中送信リンクの制御権を有することになる。制御権が最初にモデムAに指定された場合には、これが最小数 I のパケットのみを送信する。従って、モデムAは、短い時間中にも制御権を有する。次いで、制御権はモデムBに指定され、 N 個のパケットを送信する。 N は非常に大きなものである。再び、制御権はモデムAに指定され、 I 個のパケットを送信してから制御権をBに戻す。

従って、制御権の割当は、 I 対 N の比に比例する。モデムAのデータ量の送信に L 個のパケットが必要とされる場合(ここで、 L は I と N との間の値である)、割当は、 L と N の比に比例する。

従って、送信リンクの割当は、ユーザの実際の要求に基づいて変化する。

更に、パケットの最大数 N は、各モデムごとに同じである必要はなく、モデムA及びBによって送信されるべきデータの既知の不均衡を受け入れるように変えることができる。

本発明の更に別の特徴によれば、データを決定する前に信号ロス及び周波数オフセットが測定される。追従システムは、測定値からの変化を決定し、これらのずれを補償する。

本発明の更に別の特徴によれば、 T_0 の正確な値を決定するシステムが含まれている。このシステムは、時間 T_A にモデムAから送信される波形に含まれた f_1 及び f_2 の2つのタイミング信号を用いている。時間 T_A における第1と第2のタイミング信号間の相対的な位相差はゼロである。

波形は、モデムBに受け取られ、 f_1 のエネルギーを検出することによって受信時間のおおよその推定値 T_{EST} が得られる。この時間 T_{EST} におけるタイミング信号間の相対的な位相差を用いて、正確なタイミング基準 T_0 が得られる。

図面の簡単な説明

第1図は、本発明に用いられる搬送波周波数全体のグラフ。

第2図は、各搬送波のQAMを示す座標のグラフ。

第3図は、本発明の実施例を示すブロック図。

第4図は、本発明の同期プロセスを示すフローチャート。

第5図は、0、2、4、5、6ビットデータエレメントに対する座標、例示的な信号対雑音比及び各座標に対する電力レベルを示す一連のグラフ。

明する。最後に、第4図ないし第13図を参照して、本発明の動作及び種々の特徴を説明する。

実施例及び全体の構成

第1図は、本発明の送信周波数全体10を示す概略図である。これは、使用可能な4 KHzのV F帯域にわたって等しく離間された512個の搬送波周波数12を含んでいる。本発明は、各搬送波周波数における位相に拘りないサイン及びコサイン信号を送信するような直交振幅変調(QAM)を用いている。所与の搬送波周波数で送信されるデジタル情報は、その周波数における位相に拘りないサイン及びコサイン信号を振幅変調することによってエンコードされる。

QAMシステムは、全ビット率 RB でデータを送信する。しかしながら、記号もしくはボーレート RS で示された各搬送波の送信率は、 RB の一部分に過ぎない。例えば、データが2つの搬送波間に等しく割り当てられる場合には、 $RS = RB/2$ となる。

好ましい実施例では、0、2、4、5又は6ビットデータエレメントが各搬送波においてエンコードされ、各搬送波の変調は136ミリ秒ごとに変化する。各搬送波について6ビットの RS を仮定すれば、理論的な最大値 RB は、22、580ビット/秒(bps)となる。搬送波の75%にわたって4ビットの RS を仮定すれば、典型的に実現できる RS は、約11、300bpsに等しい。この例示的な高い RS は、ビットエラー率が1エラー/100、000送信ビット未満の状態で作成される。

第1図において、複数の垂直線14は、周波数全体を「エポック」と称する時間増分に分割する。エポックは、巾が TE であ

第6図は、水充填アルゴリズムを示すグラフ。

第7図は、本発明に用いる水充填アルゴリズムの応用を示すヒストグラム。

第8図は、搬送波周波数全体の周波数成分に対する位相依存周波数遅延の影響を示すグラフ。

第9図は、記号間干渉を防止するために本発明に用いられる波形を示すグラフ。

第10図は、送信された搬送波周波数全体を受信する方法を示すグラフ。

第11図は、変調テンプレートを示す概略図。

第12図は、変調テンプレートの1つの方形の象限を示す概略図。そして

第13図は、本発明のハードウェア実施例を示す概略図である。

好ましい実施例の詳細な説明

本発明は、周波数に依存するラインノイズを補償するように周波数全体における種々の搬送波周波数間で電力を状態に応じて割り当て、周波数に依存する位相遅延を補償するための等化回路の必要性を排除し、変化するチャンネルロード状態を考慮して送信側モデムと受信側モデムとの間でチャンネルを割り当てる二重機構を形成するようなモデムに関する。本発明の更に別の特徴は、以下で述べる。

本発明の理解を容易にするために、本発明に用いられる周波数全体及び変調機構を第1図及び第2図について最初に簡単に説明する。次いで、第3図を参照して、本発明の特定の実施例を説

り、 TE の大きさは以下で述べるように決定される。

デジタルデータを種々の搬送波周波数にエンコードするQAMシステムを第2図について説明する。第2図には、第 n 番目の搬送波に対する4ビット「座標」20が示されている。4ビット数は、16の個々の値をとることができる。この座標における各点は、ベクトル (x_n, y_n) を表わしており、 x_n はサイン信号の振幅であり、 y_n は上記QAMシステムにおけるコサイン信号の振幅である。付随の文字 n は、変調される搬送波を示している。従って、4ビット座標では、4つの個々の y_n の値と、4つの個々の x_n の値とが必要とされる。以下で詳細に述べるように、所与の搬送波周波数で送信されるビットの数を増加するためには、その周波数に等価ノイズ成分があるために、電力を増加することが必要とされる。4ビット送信の場合、受信側のモデムは、 x_n 及び y_n 振幅係数の4つの考えられる値を弁別できねばならない。この弁別能力は、所与の搬送波周波数に対する信号対雑音比によって左右される。

好ましい実施例では、パケット技術を用いてエラー率が減少される。1つのパケットは、搬送波の変調されたエポックと、エラー検出データとを含んでいる。各パケットは、エラーが生じた場合、修正されるまで繰返し送信される。或いは又、データの繰返し送信が所望されないシステムでは、ホワードエラー修正コードを含むエポックが用いられる。

ブロック図

第3図は、本発明の実施例のブロック図である。これについて説明すると、発振側モデム26は、公共のスイッチ式電話線と

経て形成された通信リンクの発振端に接続される。通信システムには、通信リンクの応答端に接続された応答モデムも含まれることを理解されたい。以下の説明において、発振モデムの同じ又は同様の部分に対応する応答モデムの部分は、発振モデムの参照番号にプライム(')記号を付けて示す。

第3図を説明すると、入ってくるデータ流は、モデム26の送信システム28によりデータ入力30に受け取られる。データは、一連のデータビットとしてバッファメモリ32に記憶される。バッファメモリ32の出力は、変調パラメータ発生器34の入力に接続される。変調パラメータ発生器34の出力は、ベクトルテーブルバッファメモリ36に接続され、該バッファメモリ36は変調器40の入力に接続される。変調器40の出力は、時間シーケンスバッファ42に接続され、次いで、該バッファ42は、アナログ／インターフェイス44に含まれたデジタル／アナログコンバータ43の入力に接続される。インターフェイス44は、モデムの出力を公共のスイッチ式電話線48に接続する。

受信システム50は、公共のスイッチ式電話線48に接続されてインターフェイス44に含まれたアナログ／デジタルコンバータ(ADC)52を備えている。ADC52の出力は受信時間シリーズバッファ54に接続され、該バッファは、次いで、復調器56の入力に接続される。復調器56の出力は、受信ベクトルテーブルバッファ58に接続され、該バッファは、次いで、デジタルデータ発生器60の入力に接続される。このデジタルデータ発生器60の出力は、受信データビットバッファ62に接続され、該バッファは、出力端子64に接続される。

好ましい実施例では、変調器40は、高速フーリエ変換器(FFT)を備えており、 (x, y) ベクトルをFFT係数として用いて逆FFT演算を実行する。ベクトルテーブルは、512周波数座標の1,024個のFFT点を表わす1,024個の点々を含んでいる。逆FFT演算により、QAM全体を表わす1,024個の点が時間シリーズで形成される。このデジタルエンコードされた時間シリーズの1,024個のエレメントは、デジタル時間シリーズバッファ42に記憶される。デジタル時間シリーズは、アナログ／デジタルコンバータ43によりアナログ波形に変換され、インターフェイス44は、公共のスイッチ式電話線48を経て送信するように信号を調整する。

受信システム50について説明すれば、公共のスイッチ式電話線48から受信したアナログ波形は、インターフェイス44によって調整され、アナログ／デジタルコンバータ52に向けられる。アナログ／デジタルコンバータ52は、アナログ波形をデジタルの1,024入力時間シリーズテーブルに変換し、これは、受信時間シリーズバッファ54に記憶される。復調器56は、1,024入力時間シリーズテーブルを512入力 (x_n, y_n) ベクトルテーブルに変換し、これは、受信ベクトルテーブルバッファ58に記憶される。この変換は、時間シリーズに基づいてFFTを実行することにより行なわれる。各周波数搬送波にエンコードされたビットの数に関する情報は、復調器及びデジタルデータ発生器60に既に記憶されており、従って、受信ベクトルテーブルバッファ58に記憶された (x, y) テーブルは、デジタルデータ発生器60により出力データビットシーケンスに変換されるこ

制御及びスケジューリングユニット66は、変調パラメータ発生器34、ベクトルテーブルバッファ36、復調器56及び受信ベクトルテーブルバッファ58に接続されている。

第3図に示された実施例の機能について概略的に説明する。データを送信する前に、発振モデム26は、応答モデム26'と協働して、各搬送波周波数における等価ノイズレベルを測定し、各搬送波周波数で送信されるべきエポック当たりのビット数を決定し、以下で詳細に述べるように、各搬送波周波数に電力を割り当てる。

入ってくるデータは、入力ポート30で受け取られ、入力バッファ32に記憶されるビットシーケンスにフォーマット化される。

変調器34は、上記のQAMシステムを用いて、所与の数のビットを各搬送波周波数のための (x_n, y_n) ベクトルにエンコードする。例えば、周波数 f_n で4つのビットを送信することが決定された場合には、ビット流からの4つのビットが第2図の4ビット座標内の16個の点の1つに変換される。これら座標点の各々は、4つのビットの16個の考えられる組合せの1つに対応する。従って、周波数 n に対するサイン及びコサイン信号の振幅は、ビットシーケンスの4つのビットをエンコードする座標内の点に対応する。 (x_n, y_n) ベクトルは、次いで、ベクトルテーブル36に記憶される。変調器は、周波数全体に含まれた搬送波のための (x_n, y_n) ベクトルのテーブルを受け取り、QAM搬送波周波数の全体を構成する波形を表わすデジタルエンコード化された時間シリーズを形成する。

どに注意されたい。例えば、 (x_n, y_n) ベクトルが4ビットのシーケンスを表わす場合には、このベクトルがデジタルデータ発生器60により4ビットシーケンスに変換されそして受信データビットバッファ62に記憶される。受信データビットシーケンスは、次いで、出力データ流として出力64へ送られる。

使用するFFT技術の完全な説明は、1975年N. J. のブレンティス・ホール・インク(Prentice-Hall, Inc.)により出版されたラビナ(Rabiner)氏等の「デジタル信号処理の理論及び応用(Theory and Applications of Digital Signal Processing)」と題する文献に述べられている。しかしながら、上記したFFT変調技術は、本発明の重要な部分ではない。或いは又、参考としてここに取り上げるる前記バランの特許のカラム10、ライン13-70及びカラム11、ライン1-30に述べられたように、搬送波トーンを直接乗算することによって変調を行なうこともできる。更に、バランの特許のカラム12、ライン35-70、カラム13、ライン1-70及びカラム14、ライン1-13に述べられた復調システムと取り替えることもできる。

制御及びスケジューリングユニット66は、一連の動作を全体的に監視するように維持し、入力及び出力機能を制御する。

等価ノイズの測定

上記したように、各周波数搬送波にエンコードされたデータエレメント及びその周波数搬送波に割り当てられた電力の情報は、その搬送波周波数におけるチャンネルノイズ成分の大きさによって左右される。周波数 f_n における等価送信ノイズ成分 $N(f_n)$ は、周波数 f_n における測定した(受信した)ノイズ電力

に、周波数 f_n における測定した信号ロスを乗算したものである。等価ノイズはラインごとに変化し、所与のラインにおいても時間ごとに変化する。従って、ここに示すシステムでは、データ送信の直前に $N(f)$ が測定される。

この $N(f)$ を測定して、応答及び発振モデム 26 と 26' との間に通信リンクを確立するために本システムに用いられる同期技術の段階が第4図に示されている。第4図を説明すれば、ステップ1において、発振モデムは応答モデムの番号をダイヤルし、応答モデムはオフ・フックの状態となる。ステップ2において、応答モデムは、次の電力レベルで2つの周波数のエポックを送信する。

(a) 1437, 5Hz: -3dBm

(b) 1687, 5Hz: -3dBm

電力は、基準値Rに対して測定し、好ましい実施例では、0dBm $R = -9$ dBmであり、mはミリボルトである。これらのトーンは、以下で詳細に説明するように、タイミング及び周波数オフセットを決定するのに用いられる。

次いで、応答モデムは、全部で512の周波数を含む応答コームを-27dBmで送信する。発振モデムは、この応答コームを受け取り、このコームにおいてFFTを実行する。512個の周波数の電力レベルは指定の値にセットされるので、応答モデム26の制御及びスケジューリングユニット66は、受信したコードの各周波数に対して (x_n, y_n) 値を比較し、これらの値を、送信された応答コードの電力レベルを表わす (x_n, y_n) 値のテーブルと比較する。この比較により、VF電話線を通しての送信

28dBmで0°の相対的位相の信号としてコード化される。応答モデムは、この信号を受信し、どの周波数搬送波が応答発振方向に2ビットの送信を維持するかを決定する。

ステップ6において、応答モデムは、どの搬送波周波数が発振応答方向及び応答発振方向の両方に2ビット送信を維持するかを示す第2の位相エンコード信号を発生し送信する。この信号を発生できるのは、応答モデムが発振応答方向のノイズ及び信号ロスデータを累積しており且つステップ5で発振モデムにより発生された信号において応答発振方向に対して同じデータを受信しているからである。発振モデムによって発生された信号において、2つのビットを両方向に維持する各周波数成分は、180°の相対的な位相でコード化され、他の全ての成分は、0°の相対的な位相でコード化される。

これで、2つのモデム間に送信リンクが存在する。一般に、300ないし400個の周波数成分が標準電力レベルの2ビット送信を維持し、これにより、2つのモデム間に約600ビット/エポック率を確立する。ステップ7では、この存在するデータリンクを経て形成される全体的なパケットにおいて応答発振方向に各周波数で維持することのできるビットの数(0-15)及び電力レベル(0-63dB)に関するデータが発振モデムが送信する。従って、ここで、発振及び応答モデムの両方は、応答発振方向の送信に関するデータをもつことになる。各周波数成分に維持することのできるビットの数及び電力レベルを計算するためのステップについて以下に述べる。

ステップ8において、応答モデムは、存在するデータリンク

による各周波数の信号ロスが得られる。

ステップ3の間に、発振モデム26及び応答モデム26'の両方は、各々のモデムによる送信が行なわれない場合にラインに存在するノイズデータを累積する。次いで、両方のモデムは、累積されたノイズ信号に基づいてFFTを実行し、各搬送波周波数における測定した(受信した)ノイズスペクトル成分値を決定する。多数のノイズエポックを平均化して、測定値の精度を高める。

ステップ4において、発振モデムは、2つの周波数のエポックと、それに続いて、512の周波数の発振コームを、ステップ2について述べたものと同じ電力レベルで送信する。応答モデムは、エポック及び発振コームを受け取り、ステップ2の発振モデムについて述べたように各搬送波周波数におけるタイミング、周波数ずれ及び信号ロスの値を計算する。この点において、発振モデム26は、ノイズ及び信号ロスデータを応答発振方向に送信するように累積しており、一方、応答モデムは、発振応答方向の送信に関連する同じデータを累積している。各モデムは、発振応答方向及び応答発振方向の両方における送信ロス及び受信ノイズに関連したデータを必要とする。それ故、このデータは、同期プロセスの残りのステップに基づいて2つのモデム間で交換される。

ステップ5において、発振モデムは、どの搬送波周波数が標準電力レベルの2ビット送信を応答発振方向に維持するかを示す第1の位相エンコード信号を発生して送信する。標準電力レベルで応答発振方向に2ビットを維持する各成分は、180°の相対的な位相を有した-28dBm信号として発生される。標準電力レベルで応答発振方向に2ビット送信を維持しない各成分は、-

を用いて発振応答方向に各周波数に維持することのできるビットの数及び電力レベルに関するデータを送信する。従って、両モデムは、応答発振及び発振応答の両方向において各周波数成分に維持すべきビットの数及び電力レベルが分かる。

各搬送波周波数における等価ノイズレベル成分の決定に関する上記の説明では、所与のシーケンスの所要のステップが説明された。しかしながら、これらの一連のステップはあまり重要ではなく、多くのステップは同時に行なってもよいし別の順序で行なってもよい。例えば、発振コードに基づくFFTの実行とノイズデータの累積を同時に行なうことができる。又、同期プロセス中に正確なタイミング基準も計算される。このタイミング基準の計算は、各周波数成分に割り当てられたビットの数及び電力レベルを計算する方法を説明した後に、詳細に述べる。

送信信号と受信信号との間に7Hzまでの周波数オフセットが存在するのは、一般のVF電話線の障害である。FFTを確実に機能させるためには、このオフセットを補正しなければならない。好ましい実施例では、この補正は、受信信号の真の像及びヒルバート像によりオフセット周波数における直交トーンの片側波帯変調を行なうことによって達成される。同期及び追従アルゴリズムにより、必要な周波数オフセットの推定値が形成される。

電力及びコードの複雑さの指定

各搬送波周波数信号にエンコードされた情報は、復調器56により受信チャンネルにおいてデコードされる。チャンネルノイズは、送信信号を歪ませ、復調プロセスの精度を低下させる。例えば、特定の周波数 f_0 にB個のビットがあるという特定の複雑

さを有するデータエレメントを、等価ノイズレベル成分 N_0 により特徴付けられたV F電話線を経て送信する場合について分析する。一般に、外部システムの条件により、許容できる最大ビットエラー率が決定される。ノイズレベル N_0 及び周波数 f_0 で b_0 個のビットを送信する場合には、信号対雑音比が E_b/N_0 以上でなければならない。但し、 E_b は、BERを所与のBER(BER)より小さく維持するための信号電力/ビットである。

第5図は、種々の複雑さ B の信号に対するQAM座標を示している。各座標に対する例示的な信号対雑音比 E_b/N_0 と、上記の(BER)を越えずにこの座標におけるビットの数を送信するに要する電力とが、各座標グラフの横に示されている。

モデムは、公共のスイッチ式電話線に出力される全利用電力が電話会社及び政府機関によって設定された値 P_0 を越えないという制約のもとで作動する。従って、ラインノイズを補償するために信号電力が不定に増加することはない。それ故、所要のBERを維持するためには、ノイズが増加するにつれて、送信信号の複雑さを低減しなければならない。

殆どの既存のモデムは、ラインノイズ電力が増加する時に、信号の複雑さをダウン方向に任意にギヤシフトする。例えば、1つの公知のモデムは、ビットエラー率が指定の最大値以下に減少されるまで、送信データ率を、9,600bpsの最大値から、7,200bps、4,800bps、2,400bps、1,200bps、等々の段階で低下させる。従って、信号率は、ノイズを補償するように大きな段階で減少される。バラン氏の特許においては、送信率を減少する方法は、ノイズスペクトルの周波

の文献に述べられている。

水充填理論は、種々のコード(全てエラー修正のためのもの)を用いて達成できる全てのデータ率の最大値として容量が定められ、且つ無限の長さであることが最良の傾向であるようなチャンネルの理論的な容量を最大にすることに關するものである点を強調しておく。

本発明による方法は、チャンネルの容量を最大にするものではない。むしろ、本発明の方法は、第1図について上記したように利用可能な電力に制約のあるQAM全体を用いて送信される情報の量を最大にするものである。

水充填の考え方の実行は、指定の電力レベルが第2の最低搬送波の等価ノイズレベルに達するまで最低の等価ノイズフロアを有する搬送波に利用可能な電力の増分を割り当てることである。この割り当を行なう場合には、512の周波数を走査しなければならない。

次いで、第3の最低チャンネルの等価ノイズレベルに達するまで2つの最低搬送波の間で増分電力が割り当てられる。この割り当てレベルの場合には、周波数テーブルを何回も走査することが必要で、計算上から非常に複雑である。

本発明の好ましい実施例に用いる電力の割り当て方法は、次の通りである。

(1) 受信器において等価ノイズを測定しそして送信ロスで乗算することにより送信器におけるシステムノイズを計算する。これらの量を測定するこのプロセスは、第4図を参照し同期について上記で説明した。システムノイズ成分は、各搬送波周波数につ

数依存性を考慮するものである。従って、各チャンネルは、プリセットされた数のビットを指定の電力レベルで保持している。各周波数のノイズ成分が測定され、各搬送波周波数で送信すべきであるかどうかについて判断がなされる。従って、バラン氏の特許では、データ率減少機構が、利用できる帯域巾にわたるノイズの実験の分布を補償する。

本発明では、各周波数搬送波における信号の複雑さ及び各周波数搬送波に割り当てられた利用可能な電力の量がラインノイズスペクトルの周波数依存性に応答して変化する。

全周波数内の周波数成分信号に種々のコードの複雑さ及び電力レベルを指定する本システムは、水充填アルゴリズムに基づくものである。水充填アルゴリズムは、チャンネルを横切る情報の流れを最大にするようにチャンネルの電力を指定する情報理論的な方法である。チャンネルは、ノイズ分布が不均一である形式のもので、送信器は電力の制約を受ける。第6図は、水充填アルゴリズムを目で見て分かるようにするものである。第6図について説明すれば、電力は垂直軸に沿って測定され、周波数は水平軸に沿って測定される。等価ノイズスペクトルは実線70で表わされ、利用可能な電力は、交差斜線領域72によって表わされる。水充填という名称は、指定電力を越えず或る量の水が充填される山間の一連の谷に等価ノイズ関数が類似していることから付けられたものである。水は谷を満たし、水平面をとる。水充填アルゴリズムの理論的な説明は、1968年、ニューヨーク、J. Wiley and Sons出版の「情報理論及び信頼性のある通信(Information Theory And Reliable Communication)」と題するガラハー(Gallagher)氏

いて計算される。

(2) 各搬送波周波数に対し、色々な複雑さ(ここに示す場合には、0、2、4、5、6及び8ビット)のデータエレメントを送信するに必要な電力レベルを計算する。これは、所要のBER、例えば、1エラー/100,000ビットで種々のデータエレメントを送信するに必要な信号対雑音比によって等価ノイズを乗算することにより行なわれる。全BERは、変調された各搬送波の信号エラー率の和である。これらの信号対雑音比は、標準的な基準から得られ、この分野で良く知られている。

(3) 計算された所要の送信電力レベルから、データエレメントの複雑さを増加するに必要な余分な電力レベルが決定される。これらの余分な所要の電力レベルは、送信電力の差を、複雑さが最も接近しているデータエレメントの複雑さの量的な差で除算したものである。

(4) 各々のチャンネルについて、余分な所要電力レベル及び量的な差の2カラムテーブルを形成する。それらの単位は、典型的に、各々ワット及びビットで表わされる。

(5) 次第に大きくなる余分な電力に従って上記ステップ4のテーブルを編成することによりヒストグラムを構成する。

(6) 利用できる電力が尽きるまで、次第に大きくなる余計な電力に対して利用できる送信電力を順次に指定する。

上記の電力割り当て方法は、簡単な例によって良く理解できよう。この例に含まれる数値は、オペレーティングシステムにおいて選定するパラメータを表わすものではない。

表1は、周波数 f_A 及び f_B の2つの搬送波A及びBに対し、

選択されたビット数 N_1 のデータエレメントを送信するための所要電力 P を示している。

表 1			
搬送波 A			
N_1	$N_2 - N_1$	P	$MP(N_1 \sim N_2)$
0	—	0	—
2	2	4	$MP(0-2)=2/\text{ビット}$
4	2	12	$MP(2-4)=4/\text{ビット}$
5	1	19	$MP(4-5)=7/\text{ビット}$
6	1	29	$MP(5-6)=10/\text{ビット}$
搬送波 B			
N_1	$N_2 - N_1$	P	$MP(N_1 \sim N_2)$
0	—	0	—
2	2	6	$MP(0-2)=3/\text{ビット}$
4	2	18	$MP(2-4)=6/\text{ビット}$
5	1	29	$MP(4-5)=11/\text{ビット}$
6	1	44	$MP(5-6)=15/\text{ビット}$

第 1 のビット数 N_1 から第 2 のビット数 N_2 へ複雑さを増加するための余分な電力は、次の関係式によって定められる。

$$MP(N_1 \sim N_2) = \frac{P_2 - P_1}{N_2 - N_1}$$

但し、 P_2 及び P_1 は、複雑さ N_2 及び N_1 のデータエレメントを送信に必要な電力である。 $N_2 - N_1$ は、データエレメントの複雑さの量的な差である。BER は、プリセット限界以下に保つように制限されることを理解されたい。

+2 から $NT+4$ ビットに増加し、残りの利用可能な電力単位はゼロとなる。

ここで明らかなように、システムは、種々の搬送波周波数の中で電力コストが最低のものを「買い(shop)」、全データエレメントの複雑さを増加させる。

割当システムは、周波数を最初に走査する間に各搬送波に対して最初に表 1 を形成することによって全部で 512 個の搬送波全体まで拡張される。

次いで、全ての搬送波に対して計算された余計な所要電力レベルを次第に大きくなる電力に従って編成したヒストグラムが構成される。第 7 図は、本発明の方法により構成した例示的なヒストグラムを示している。

第 7 図には、余計な電力の全体的な表が示されていない。むしろ、このヒストグラムは、0.5 dB のステップでカウント値が離された 6.4 dB の範囲を有するように構成される。ステップとステップとの間の量的な差がカウントとして用いられる。この解決策では若干の丸めエラーが生じるが、作製の長さを著しく低減することができる。ヒストグラムを構成するのに用いる方法は、本発明を実施するのに重要ではない。

ヒストグラムの各カウントは、そのカウントにおける電力値に等しい余分な電力値を有する搬送波の数を表わしている整数入力値を有している。このヒストグラムは、最低の電力レベルから走査される。各カウントの整数入力値は、カウントの数値で乗算され、利用可能な電力から減算される。走査は、利用可能な電力が尽きるまで続けられる。

周波数 f_A に対する余分な電力は、周波数 f_B に対するものよりも少ない、というのは、 f_B における等価ノイズ $N(f_B)$ が f_A における等価ノイズ $N(f_A)$ より大きいからである。

搬送波 A 及び B の割当機構に実施について以下に述べる。全ビット数 NT が周波数全体にエンコードされるが、搬送波 A にも B にもビットが割り当てられていないものと仮定する。例えば、 $N(f_A)$ 及び $N(f_B)$ は、既にデータを保持しているこれらの搬送波の電力よりも大きい。

この例では、システムは、全データエレメントの複雑さを最大量だけ増加するために利用可能な残りの 10 個の電力単位を搬送波 A と B との間で割り当てる。

NT を 2 ビットだけ増加するためには、チャンネル A を用いる場合は 4 単位の電力を割り当てねばならず、チャンネル B を用いる場合は 6 単位の電力を割り当てねばならない。というのは、両チャンネルに対して $N_1 = 0$ 及び $N_2 = 2$ でありそしてチャンネル A に対して $MP(0 \sim 2) = 2/\text{ビット}$ 、チャンネル B に対して $MP(0 \sim 2) = 3/\text{ビット}$ であるからである。それ故、システムは、4 単位の電力を搬送波 A に割り当て、2 ビットデータエレメントを搬送波 A にコード化し、全信号の複雑さを NT から $NT+2$ に増加し、残りの利用可能な電力単位が 6 となる。

2 ビットを更に増加する場合には、搬送波 A に対して $MP(2 \sim 4) = 4/\text{ビット}$ で且つチャンネル B に対して $MP(0 \sim 2) = 3/\text{ビット}$ であるから、電力単位が 6 つ必要である。それ故、システムは、6 単位の電力を搬送波 B に割り当て、2 ビットデータエレメントを搬送波 B にエンコードし、全信号の複雑さを NT

走査が完了すると、所与のレベル $MP(max)$ より低い全ての余計な電力値が電力及びデータの割当に受け入れられることが決定される。更に、利用可能な電力が余計な電力レベル $MP(max)$ を通して部分的に尽きた場合には、 k 個の追加搬送波に、 $MP(max+1)$ に等しい電力が割り当てられる。

次いで、システムは、種々の搬送波に電力及びデータを割り当てるために再び周波数全体を走査する。各搬送波に割り当てられる電力の量は、 $MP(max)$ に等しいか又はそれより小さい当該搬送波に対する余分な電力値の和である。これに加えて、 $k MP(max+1)$ の値がそれまで割り当てられていない場合には、 $MP(max+1)$ に等しい電力の量が割り当てられる。

タイミング及び位相遅延の補償

受信システムによって (x, y) ベクトルテーブルを再構成する場合には、受信した波形を 1024 回サンプリングすることが必要である。帯域巾は約 4 KHz であり、従って、ナイキストのサンプリング率は約 8000/秒で、サンプル間の時間サンプルオフセットは 125 マイクロ秒である。従って、全サンプリング時間は 128 ミリ秒である。同様に、送信 FFT は、1024 の入力を有する時間シリーズを発生し、記号時間は 128 ミリ秒である。

サンプリングプロセスでは、サンプリングを開始するためのタイミング基準が必要とされる。このタイミング基準は、同期中に次の方法によって確立される。第 4 図を参照して定められた同期ステップ中には、発振モデムが時間 TEST に応答コームにおける 1437.5 Hz の周波数成分 (第 1 のタイミング信号) のエ

エネルギーを検出する。上記の時間は、第1のタイミング周波数成分が受信器に到達する正確な時間のおおよその尺度であり、一般に、約2ミリ秒までの精度である。

このおおよその尺度は、次の段階によってその精度が高められる。第1のタイミング信号及び第2のタイミング信号(1687.5 Hz)は、エポックマークにおいて相対的な位相がゼロの状態では送られる。

発振モデムは、時間TESTにおいて第1及び第2のタイミング信号の位相を比較する。第1と第2のタイミング信号間に250 Hzの周波数差があると、各125マイクロ秒の時間サンプルオフセットに対し2つの信号間に11°の位相ずれが生じる。第1及び第2のタイミング信号は、それらの位置が帯域の中心付近にあるために相対的な位相差が僅かである(250マイクロ秒未満)。従って、2つのタイミングサンプルの位相を比較しそして位相差によって指示された時間サンプリングオフセットの個数でTESTを修正することにより、正確なタイミング基準 T_0 を決定することができる。

サンプリングプロセスをタイミングどりすることに関連した更に別の問題は、周波数に依存した位相遅延がVFラインによって誘起されることである。この位相遅延は、典型的に、VF電話線の場合には、約2ミリ秒或いはそれ以上である。更に、この位相遅延は、4 KHzの使用帯域の端付近では著しく悪化する。

第8図は、周波数に依存する位相遅延を受けた後の全周波数の周波数搬送波の分布を示している。第8図を説明すれば、周波数 f_0 、 f_1 及び f_2 に3つの信号90、92及び94が示さ

れている。長さが T_0 の2つの記号 x_i 及び y_i は、各周波数において送信される。各記号の巾は、不変であることに注意されたい。しかしながら、帯域92及び94の端付近の信号の先鋒は、帯域94の中心付近のこれら信号に対して遅延される。

更に、2つの順次に送信されたエポック x_i 及び y_i については、帯域の外端付近にある信号92及び96上の第1記号 x_i の後部が、帯域の中心付近にある信号94上の第2記号 y_i の先鋒に重畳する。この重畳により、記号間の干渉が生じる。

サンプリングインターバルが所与の時間インターバル T_0 でサンプリングするように付けられる場合には、全周波数における各搬送波の完全なサンプルが得られず、他のエポックからの信号がサンプリングされる。

既存のシステムは、位相修正(等化)回路網を用いて位相差みを補償すると共に記号間の干渉を防止する。

本発明は、独特なガード時間フォーマットを用いて等化回路網の必要性を排除するものである。このフォーマットが第9図に示されている。

第9図を説明すれば、時間シリーズ x_i 、 y_i 及び z_i によって各々表わされた第1、第2及び第3の送信記号が示されている。第3図に示された波形は、周波数 f の搬送波の1つに展開される。この例では、記号時間 T_0 が128ミリ秒で、最大位相遅延 T_{PH} が8ミリ秒であると仮定される。ガード時間波形は、136ミリ秒のエポックを定める。例えば、第1の波形110(X_i)においては、記号の時間シリーズ X_0, X_1, \dots が最初に送信され、次いで、記号の最初の8ミリ秒 X_0, X_1 が繰り返される。

エポックのサンプリングは、ガード時間波形の最後の128ミリ秒に揃えられる(最初に到着する周波数成分によって定められたガード時間エポックの開始に対して)。

この検出プロセスが第10図に示されている。第10図において、帯域の中心付近の f_1 と、帯域の端付近の f_2 における第1及び第2のガード時間波形110及び112が示されている。 f_1 における周波数成分は、受信器に最初に到着する全周波数のうちの成分であり、 f_2 における成分は、最後に到着する成分である。第10図において、 f_2 の第2の波形112は、 f_1 の第1の波形110が受信器に到着する時間 T_0 後の時間 $T_0 + T_{PH}$ (8ミリ秒)に受信器に到着する。この時間 $T_0 + T_{PH}$ に128ミリ秒のサンプリング時間が開始される。従って、 f_2 の全記号 X_0, X_1, \dots がサンプリングされる。その記号の最初の8ミリ秒が再送信されるので、 f_1 の全記号もサンプリングされる。

又、記号間の干渉も排除される。 f_2 の第2記号(y_i)の到着は、(x_i)の最初の8ミリ秒の再送信によって、8ミリ秒遅延される。従って、 f_2 の第2記号の先鋒は、 f_1 の第1記号の後端と重畳しない。

8ミリ秒のガード時間は、システムの使用可能な時間と帯域巾との積を約6%減少するに過ぎない。この僅かな減少は、必要なガード時間に対して各記号の巾が非常に長いことによるものである。

追記

実際に、所与の搬送波については、復調プロセス中に抽出される(x, y)ベクトルの大きさが厳密に座標点に入らず、ノイ

ズ及び他のファクタにより各点のまわりに或る程度分布される。従って、信号は、第11図に示された変調テンプレートを用いてデコードされる。

第11図を説明すれば、テンプレートは方形113のグリッドで形成され、方形113の中心には座標点114が設けられている。

第11図において、ベクトル $W = (x_n, y_n)$ は、 f_n におけるサイン及びコサイン信号の復調された振幅を表わしている。 W は、座標点(3, 3)を中心とする方形113内にある。従って、 W は、(3, 3)とデコードされる。

本発明は、同期中に決定された値からの送信ロス、周波数オフセット及びタイミングの变化を決定するように追従を行なうシステムを備えている。

この追従システムは、第11図の復調テンプレートの方形における受信ベクトルの位置を利用するものである。第12において、1つの方形が、左上、右上、左下及び右下、各々、115、116、117及び118の4つの象限に分けられており、これらは、各々、遅過ぎ、遅過ぎ、大き過ぎ、小さ過ぎを表わしている。これら4つの全ての象限におけるカウントが、或る周波数において或る時間に及ぶもの、或る時間において或る周波数に及ぶもの、互いに等しいか又はほぼ等しい場合には、システムが整列状態にある。即ち、ノイズが唯一の障害である場合には、デコードされたベクトル W に対するエラーの方向がランダムとなる。

しかしながら、送信ロスが0.1 dBでも変化する場合には、小さ過ぎるカウントの数が大き過ぎるカウントの数から著しく変

化する。同様に、速過ぎるカウンタの数と速過ぎるカウンタの数との差が大きい場合には、オフセット周波数の変化によって位相の回転が生じたことを示している。従って、速過ぎ、速過ぎ及び大き過ぎ、小さ過ぎのカウンタ間の差は、信号ロス及びオフセット周波数の変化に追従するエラー特性となる。

本発明は、このエラー特性を用いて、同期中に決定された信号ロス及び周波数オフセットを調整するものである。各周波数に対し、 $\pm 0.1 \text{ dB}$ 又は $\pm 1.0^\circ$ の調整がエラー特性に基づいて行なわれる。或る実施例では、デコード領域を、速過ぎ、速過ぎ、大き過ぎ、小さ過ぎという個別の又は重畳するサブ領域に別のやり方で分割するのが好ましい。

更に、タイミング信号の位相は、 T_0 を修正できるように追従される。

チャンネル制御権の指定

本発明は、更に、確立された通信リンクの制御権を発振モデムと応答モデム（各々、A及びBと称する）の間で指定する独特のシステムを具備している。エンコードされた全周波数で構成される各波長は、情報パケットを形成する。

通信リンクの制御権は、最初に、モデムAに指定される。次いで、モデムAは、その入力バッファにおけるデータの量を決定し、I（最小）とN（予め定められた最大）のデータパケットの間で適当に送信を行なう。所定数Nは限界として働き、送信されるパケットの最終的な個数は、入力バッファを空にするに必要なものよりも著しく小さい。一方、モデムAがその入力バッファに殆ど或いは全くデータを有していない場合には、モデムBとの通信を

維持するために依然としてI個の情報パケットを送信する。例えば、I個のパケットは、第4回及び同期プロセスについて述べた周波数の発振又は応答コームを含む。

次いで、通信リンクの制御権はモデムBに指定され、該モデムは、モデムAの動作を繰り返す。もちろん、モデムBが最小数Iのパケットを送信する場合には、モデムBが働いていることをモデムAに知らせる。

迅速な文字エコーや他のユーザ向けの目標を達成するために、2つのモデムの限界Nを同じものにしたり或いはモデム制御のもとでのこれらモデムの適用を制限したりする必要はない。

ハードウェアの実施

第13図は、本発明のハードウェア実施例を示すブロック図である。第13図を説明すれば、電子的なデジタルプロセッサ120、アナログI/Oインターフェイス44及びデジタルI/Oインターフェイス122が共通のデータバス124に接続されている。アナログI/Oインターフェイス44は、公共のスイッチ式電話線48を共通のデータバス124にインターフェイスし、デジタルインターフェイス122は、デジタルターミナル装置126を共通のデータバス124にインターフェイスする。

本発明の好ましい実施例では、次の部品が使用される。アナログI/Oインターフェイス44は、高性能の12ビットコーダ・デコーダ（コーデック）及び電話線インターフェイスである。このインターフェイスは、RAM132をアクセスし、監視マイクロプロセッサ128によって制御される。コーデックは、アナログ/デジタルコンバータ、デジタル/アナログコンバータ及び多

数のバンドパスフィルタを単一のチップに組み合わされたものである。

デジタルI/Oインターフェイス122は、標準的な25ピンのRS232型コネクタに対する標準的なRS232直列インターフェイスであるか或いはパーソナルコンピュータバスに対する並列インターフェイスである。

電子的なデジタルプロセッサ120は、アドレスバス135に接続された監視プロセッサ128と、汎用の数学プロセッサ130と、32K×16ビットの共用RAMサブシステム132と、リードオンリメモリ（ROM）ユニット133とを備えている。

監視マイクロプロセッサ128は、10MHzの68000プロセッサ及び68000プログラムメモリを含む68000データプロセッササブシステムである。32K×16ビットのプログラムメモリは、ROMユニット133に含まれた多数の低電力高密度のROMチップで構成される。

数学プロセッサ130は、20MHzの320プロセッサ、320プログラムメモリ及び共用RAMシステムのインターフェイスを含む320デジタル信号マイクロプロセッサシステム（DSP）である。ROMユニット133に含まれた2つの高速ROMチップは、8192×16ビットのプログラムメモリを構成する。

320システムのプログラムメモリは、変調テーブルのルックアップ、FFT、復調及び上記の他の動作を実行するプログラムを含んでいる。68000プロセッサは、入力及び出力のデジタルデータ流を処理し、320信号プロセッサ及びそれに関連し

たアナログI/Oへのタスク及びその監視を実行し、そしてそれ自体及びシステムのテストを適宜実行する。

本発明は、特定の実施例について説明した。他の実施例は、今や、当業者に明らかであろう。

特に、搬送波周波数全体は、上記したように制限しなくてもよい。搬送波の数は、2の累乗、例えば、1024でもよいし、他の任意の数でもよい。更に、周波数は、全VF帯域にわたって均一に離間されなくてもよい。更に、QAM機構は、本発明の実施にとって重要ではない。例えば、AMを使用してもよいが、データ率RBが低下する。

更に、変調テンプレートは方形で構成する必要がない。座標点を取り巻く任意の形状の領域を面成することができる。追従システムは、変調テンプレートの方角を4つの象限に分割したものについて説明した。しかしながら、座標点の周りに面成された任意の領域におけるカウンタ数の差を追跡することにより所与のパラメータを追跡することができる。

更に、監視マイクロプロセッサ及び汎用の数学プロセッサを含むハードウェア実施例についても説明した。しかしながら、色々な組合せのICチップを使用することができる。例えば、専用のFFTチップを用いて、変調及び復調動作を実行することができる。

更に、上記で用いた情報単位はビットであった。しかし、本発明は、2進システムに限定されるものではない。

それ故、本発明は、請求の範囲のみによって限定されるものとする。

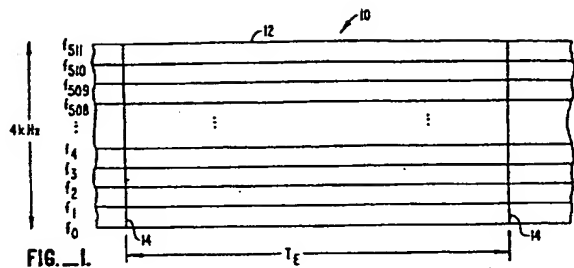


FIG. 1.

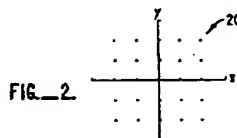


FIG. 2.

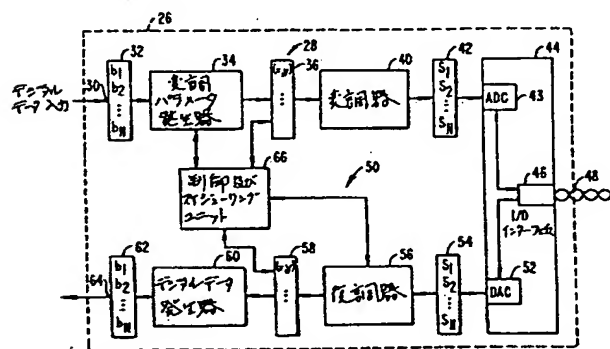


FIG. 3.

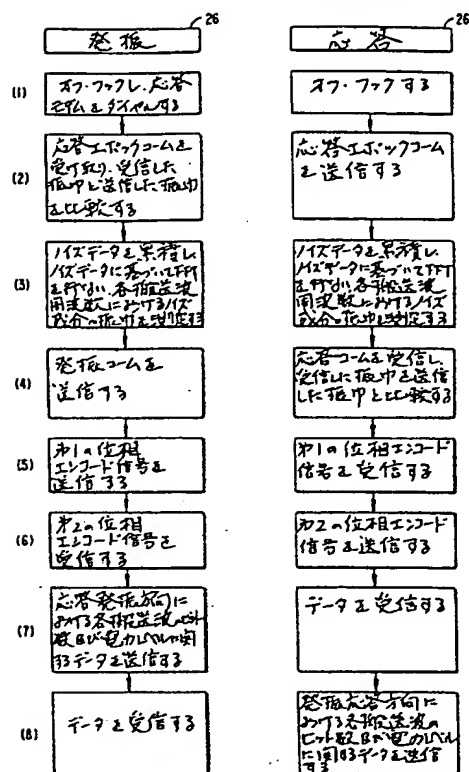


FIG. 4.

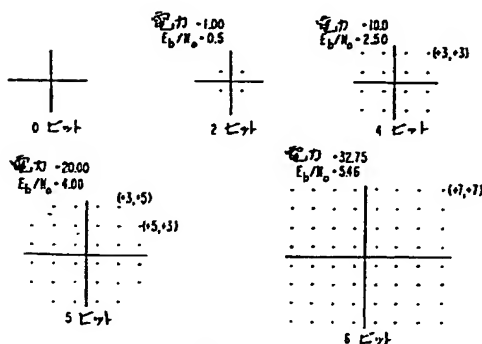


FIG. 5.

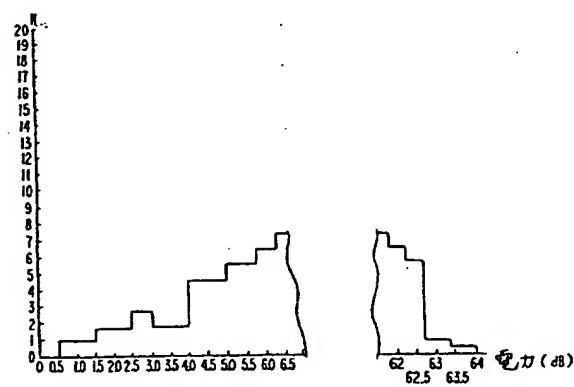


FIG. 7.

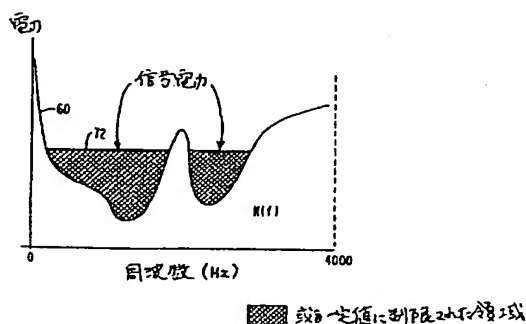


FIG. 6.

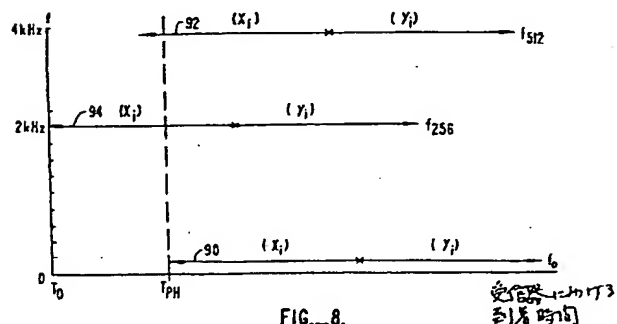


FIG. 8.

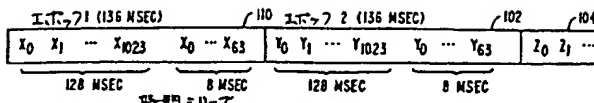


FIG. 9.

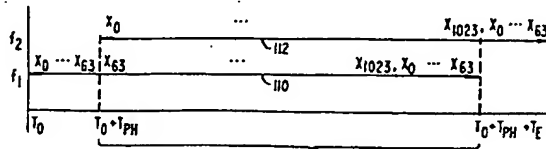


FIG. 10.

